

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representation of
The original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problem Mailbox.**



PatentWeb
Home



Edit
Search



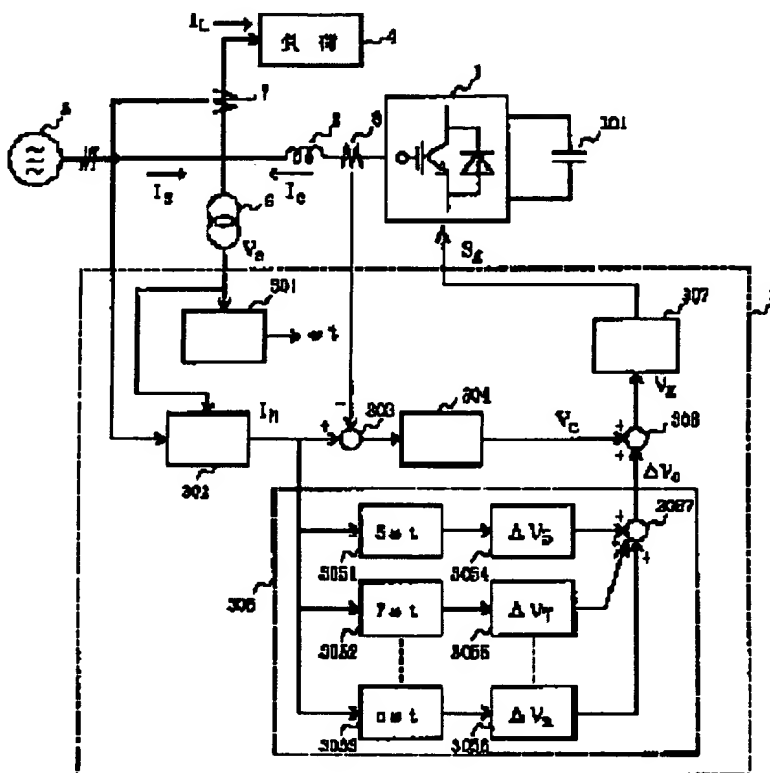
Return to
Patent List



Help

☒ Include in patent order

MicroPatent® Worldwide PatSearch: Record 1 of 1



Family Lookup

JP09171414

CONTROLLER FOR ACTIVE FILTER

HITACHI LTD

Inventor(s): KUBO KENJI ;ENDO TSUNEHIRO ;SAKAI KEIJIRO

Application No. 07349237 , Filed 19951220 , Published 19970630

Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To accurately perform a control with an excellent follow-up characteristic without the necessity of remarkably increasing current control gain by preliminarily calculating converter voltage by a feedforward control in accordance with a harmonic current command

to be flowed from a converter and imparting this voltage as voltage compensation amount.

SOLUTION: A voltage phase arithmetic part 301 calculates the phase of power source voltage from the detected value of power source voltage V_s . The arithmetic part 302 for harmonic current command calculates the harmonic component of load current I_1 . A arithmetic unit 303 calculates the deviation of the harmonic current command I_h and converter current I_c . A feedback compensator 304 executes the current control based on the deviation and calculates the voltage command value V_c . A feedforward compensator 305 calculates voltage compensation amount ΔV_c from the harmonic current command I_h by a feedforward processing. The V_c and ΔV_c are added in an adder 306 and a PWM signal generator 307 generates the gate pulse signal S_g for a voltage type PWM converter 1.

Int'l Class: G05F00170 H02J00301 H02M00748

MicroPatent Reference Number: 000877642

COPYRIGHT: (C) 1997 JPO



PatentWeb
Home



Edit
Search



Return to
Patent List



Help

For further information, please contact:
[Technical Support](#) | [Billing](#) | [Sales](#) | [General Information](#)

【特許請求の範囲】

【請求項1】 電源に接続された負荷と、前記負荷に並列に交流リアクトルを介して接続された電圧形PWMコンバータからなり、前記負荷に流れる電流の高調波成分を打ち消すように前記電圧形PWMコンバータの電流を制御するアクティブフィルタの制御装置において、前記高調波電流指令を特定次数の高調波成分に分解する手段と、前記特定次数高調波の分解結果に基づいて各特定次数高調波成分の電圧補償量を演算する手段と、前記特定次数高調波成分の電圧補償量を各次数について加算する手段を有するフィードフォワード補償手段を設けることを特徴とするアクティブフィルタの制御装置。

【請求項2】 電源に接続された負荷と、前記負荷に並列に交流リアクトルを介して接続された電圧形PWMコンバータからなり、前記負荷に流れる電流の高調波成分を打ち消すように前記電圧形PWMコンバータの電流を制御するアクティブフィルタの制御装置において、前記高調波電流指令と前記PWMコンバータ電流検出値との偏差がゼロとなるように電流制御し、前記PWMコンバータの出力電圧を演算するフィードバック制御手段と、前記高調波電流指令を特定次数の高調波成分に分解し、この分解結果に基づいて各特定次数高調波成分の電圧補償量を演算すると共に、この電圧補償量を各次数について加算するフィードフォワード補償手段を設け、前記制御手段の結果に前記補償手段の出力を加えることを特徴とするアクティブフィルタの制御装置。

【請求項3】 請求項1または2において、高調波電流指令を特定次数高調波成分に分解する際、各次調波の正相分と逆相分について個別に分解し、その結果に基づいて正相分の電圧補償量と逆相分の電圧補償量の和として電圧補償量を演算することを特徴とするアクティブフィルタの制御装置。

【請求項4】 請求項1または2において、高調波電流指令を正相分と逆相分の2相量に変換し、この2相量に対して位相をそれぞれ特定次数の周波数とした座標変換を実行し、この座標変換後の出力を低域通過フィルタを介して直流量を求めることを特徴とするアクティブフィルタの制御装置。

【請求項5】 請求項4において、低域通過フィルタを介して求めた各次調波の直流量と交流リアクトルのインピーダンスを基に交流リアクトルによる電圧ドロップを求め、この電圧ドロップ分を各次調波の電圧補償量とすることを特徴とするアクティブフィルタの制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、電圧形PWMコンバータ方式のアクティブフィルタの制御装置に係り、特に、高次の高調波電流成分を補償するアクティブフィルタの制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】従来、高調波電流を発生する負荷により電源側に流れる高調波電流を抑制する方式として、アクティブフィルタを負荷に並列に設け、アクティブフィルタ側から負荷に対して負荷電流の高調波成分を供給することにより、電源側に流れる高調波電流を補償する方式が知られている。このアクティブフィルタは、電圧形PWMコンバータと交流リアクトルから構成され、電源と電圧形PWMコンバータ間に交流リアクトルを介して流れる電流が補償すべき高調波電流と一致するように電圧形PWMコンバータ側を制御する。したがって、電圧形PWMコンバータから電源側に流す補償電流を抑制すべき高調波電流に高応答に追従制御する電流制御が必要となる。従来、このような高次の高調波成分まで補償するアクティブフィルタの電流制御方式としては、電気学会技術報告第425号（1992年、電気学会）の14頁にあるように、ヒステリシスコンパレータを用いた瞬時値比較方式が用いられている。この方式では、電流制御のゲインが無限大のと等価になるため、指令値である高調波電流とアクティブフィルタから注入する補償電流との偏差を非常に小さくできる。このため、負荷に流れる高調波電流を高次成分までアクティブフィルタにより相殺できるので、特性の良好なアクティブフィルタを構成できる。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】このようなヒステリシスコンパレータを用いる方式では、指令値と検出値との偏差に幅を持たせて電圧形PWMコンバータのゲート信号を演算するため、電圧形PWMコンバータから注入する補償電流の電流リップルが大きくなる、という問題点がある。また、電流リップルを小さくするには、PWMコンバータ制御のスイッチング周波数を高くしなければならず、PWMコンバータ側の損失増大やコンバータを構成するパワー素子の特性劣下などを招く、という問題点がある。

【0004】本発明の課題は、アクティブフィルタにより注入する補償電流の電流リップルを大きくしたり、PWMコンバータのスイッチング周波数を高くすることなく、高次の高調波電流を指令値に高応答かつ高精度に追従して制御するアクティブフィルタの制御装置を提供することにある。

【0005】

【課題を解決するための手段】上記課題は、アクティブフィルタの制御装置において、高調波電流指令とPWMコンバータ電流検出値との偏差がゼロとなるように電流制御し、PWMコンバータの出力電圧を演算するフィードバック制御系に、高調波電流指令を特定次数の高調波成分に分解する手段と、特定次数高調波の分解結果に基づいて各特定次数高調波成分の電圧補償量を演算する手段と、特定次数高調波成分の電圧補償量を各次数について加算する手段を有するフィードフォワード補償手段

を設け、PWMコンバータから流すべき高調波電流指令に従って、予めPWMコンバータ電圧をフィードフォワード制御により演算し、これを前向きの電圧補償量としてフィードバック制御系に与えることによって、解決される。

【0006】ここで、電流リップルの小さいPWM制御による搬送波比較方式を採用する電圧形PWMコンバータのゲートパルス方式では、電流制御ゲインをヒステリシスコンパレータ方式のように非常に大きくすることができないため、本発明では、コンバータから流すべき高調波電流指令に従って、予めコンバータ電圧をフィードフォワード制御により演算し、これを電圧補償量として電圧形PWMコンバータの電圧指令に加算して制御する。これにより、電流制御ゲインを大きくする必要がなくなり、アクティブフィルタにより注入する補償電流の電流リップルを大きくしたり、PWMコンバータのスイッチング周波数を高くすることなく、良好な追従特性で精度よく制御することができ、また、フィードバック制御のみによる電流制御に比し、高次の調波成分まで応答よく制御することができる。

【0007】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施形態を図面に基いて説明する。図1は、本発明の一実施形態を示すアクティブフィルタの制御装置である。アクティブフィルタは、電圧形PWMコンバータ1、交流リアクトル2、制御装置3より構成され、高調波を発生する負荷4に対し並列に電源5に接続される。制御装置3は、電圧検出器6により電源電圧 V_s を、電流検出器7により負荷4に流れる負荷電流 I_L を、電流検出器8により電圧形PWMコンバータ1から電源5に流れるコンバータ電流 I_c をそれぞれ検出し、電圧形PWMコンバータ1に対するゲート信号 S_g を出力する。なお、電圧形PWMコンバータ1、交流リアクトル2、負荷4、電源5とも3相の場合を示すが、図1では簡略化して記述した。

【0008】制御装置3は、電源電圧 V_s の検出値から電源電圧の位相を演算する電圧位相演算部301、負荷電流 I_L の高調波成分を演算する高調波電流指令の演算

部302、高調波電流指令 I_h とコンバータ電流 I_c との偏差を演算する減算器303、前記偏差に基づき電流制御を実行して電圧指令値 V_c を演算するフィードバック補償器304、前記高調波電流指令 I_h からフィードフォワード処理により電圧補償量 ΔV_c を演算するフィードフォワード補償器305、前記フィードバック制御の演算結果 V_c とフィードフォワード補償による電圧補償量 ΔV_c とを加算する加算器306、前記演算結果 V_g に基づいて電圧形PWMコンバータ1に対するゲートパルス信号 S_g を発生するPWM信号発生器307から構成される。

【0009】フィードフォワード補償器305は、高調波電流指令 I_h を特定次数の高調波成分に分解する演算部3051、3052、…、3053と、その演算結果に基づいて特定次数の高調波成分の電圧補償量を演算する演算部3054、3055、…、3056およびこれらの総和として電圧補償量 ΔV_c を演算する加算器3057から構成される。ここで、演算部3051では、基本波の角周波数を ω としたとき、その5次高周波である 5ω の角周波数成分を、演算部3052では7次高周波である 7ω の角周波数成分を、また、演算部3053では n 次高周波($n=3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19, 21, 23, 25$ 程度)である $n\omega$ の角周波数成分を抽出する。これに対応して、演算部3054では5次高調波での電圧補償量 ΔV_5 を、演算部3055では7次高調波での電圧補償量 ΔV_7 を、演算部3056では n 次高調波での電圧補償量 ΔV_n をそれぞれ演算する。

【0010】さて、アクティブフィルタの動作波形を図2より説明する。図2は、電圧、電流波形の関係を1相分について示し、 V_s が電源電圧、 I_L が負荷電流、 I_s がアクティブフィルタで補償後の電源電流、 I_c (I_h)がアクティブフィルタで補償すべき高調波電流のそれぞれの波形を示す。すなわち、図2の負荷電流 I_L のうち基本波成分 I_s を除いた成分が補償すべき高調波電流成分となる。本実施形態では、高調波電流指令演算部302において、この高調波電流 I_h を演算する。

t

いま、負荷電流 I_L の各相成分を $[I_{Lu}, I_{Lv}, I_{Lw}]$ 、電源電圧 V_s の各

t

相成分を $[V_{su}, V_{sv}, V_{sw}]$ としたとき、負荷電流 I_L から基本波成分

t

I_s を除いた高周波電流 I_h の各相成分 $[I_{hu}, I_{hv}, I_{hw}]$ は、図3の

ように演算できる。ここで、 $[T]$ 、 $[\Gamma]$ は次式

(1)、(2)で表わせる変換行列であり、 t は行列の

$$[T] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$$

【数2】

転置行列、 -1 は行列の逆行列をそれぞれ表わす。

【数1】

..... (1)

$$[I] = \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ -v_{\beta} & v_{\alpha} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (2)$$

すなわち、図2において、負荷電流 $[I_L u, I_L v, I_L w]$ を座標変換 $[T]$

3021により $\alpha-\beta$ 座標軸に変換し、次式(3)により $[I_{\alpha}, I_{\beta}]$ を演算する。
【数3】

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha} \\ I_{\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Lu} \\ I_{Lv} \\ I_{Lw} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (3)$$

また、電源電圧 $[V_s u, V_s v, V_s w]$ を同様に座標変換 $[T]$ 3022

により $\alpha-\beta$ 座標軸に変換し、次式(4)により $[V_{\alpha}, V_{\beta}]$ を演算する。
【数4】

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \\ V_{sw} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (4)$$

次に、変換行列3023において、 $[I_{\alpha}, I_{\beta}]$ と $[V_{\alpha}, V_{\beta}]$ から瞬時有効電力Pと瞬时无効電力Qとを次式(5)により演算する。
【数5】

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{\alpha} & V_{\beta} \\ -V_{\beta} & V_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha} \\ I_{\beta} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (5)$$

ここで、P、Qの直流成分は負荷電流 I_L の基本波成分に、交流分は高調波成分に相当する。そこで、低域通過フィルタ(LPF)3024、3025により直流分を

抽出し、減算器3026、3027においてP、Qからその直流分を差し引くことに

より、高調波成分に対応した瞬時電力の有効分P、無効分Qが演算される。

次に、変換行列3028において、逆行列 $[T]$ を乗算することにより、

$\alpha-\beta$ 軸で表わした高調波電流 $[I_{\alpha}, I_{\beta}]$ が次式(6)により演算される
【数6】

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha} \\ I_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{\alpha} & V_{\beta} \\ -V_{\beta} & V_{\alpha} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{P} \\ \tilde{Q} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (6)$$

最後に、座標変換 $[T]$ 3029において、 $\alpha-\beta$ 軸からu、v、w各相成分に変換することにより、高調波電流指令値 $[I_{hu}, I_{hv}, I_{hw}]$ が次式(7)により演算される。
【数7】

$$\begin{bmatrix} I_{hu} \\ I_{hv} \\ I_{hw} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{I}_a \\ \tilde{I}_s \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (7)$$

このように、図2の負荷電流 I_L から高調波電流 I_c すなわち高調波電流指令 I_h を演算して求めることができる。(電気学会論文誌B、103、p483(1983)赤木、他「瞬時無効電力の一般化理論とその応用」を参照)

また、本実施形態において、電圧位相演算部301では、図2の電圧波形 V_s からそれに同期し、その角周波数が ω の基準位相 ωt を演算する。

【0012】次に、特定の高調波成分に分解する演算部

$$[C_1] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (8)$$

また、図4(b)は、 (α, β) 軸と (d, q) 軸との関係を表わし、 (d, q) 軸は (α, β) 軸に対して位相 θ で回転している。 (α, β) 軸から (d, q) 軸へ

$$[C_2] = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (9)$$

各次調波成分は、この位相 θ を各次高調波の周波数の位相に一致させ、座標変換することにより分離できる。

【0013】この座標変換を用いた周波数成分の分離を図5により説明する。まず、(8)式に示す座標変換

$[C_1]$ により、3相の高調波成分 I_{hu} 、 I_{hv} 、 I_{hw} を2相量 $I_{h\alpha}$ 、 $I_{h\beta}$ に変換する。次に、この $I_{h\alpha}$ 、 $I_{h\beta}$ に対して、位相 θ をそれぞれ特定の次数の周波数 $(5\omega, 7\omega, \dots, n\omega)$ とした座標変換

$[C_2]$ を実行する。この $[C_2]$ による座標変換の結果は、 $\theta = 5\omega t$ としたとき、角周波数が 5ω の周波数成分の d 軸、 q 軸出力は直流量 I_{5d} 、 I_{5q} として、周波数が 5ω 以外の成分の d 軸、 q 軸出力は交流量として出力される。したがって、 $[C_2]$ による座標変換後の出力を低域通過フィルタ(LPF)により直流量のみを求め、これにより、特定の周波数成分の d 、 q 軸に分解された値が演算される。

【0014】次に、特定次数の高調波成分の電圧補償量

$$V_{gd} = -n\omega L I_{cq}$$

$$V_{gq} = n\omega L I_{cd}$$

$\dots\dots\dots (10)$

ここで、 V_{gd} 、 V_{gq} は V_g の d 、 q 軸成分、 I_{cd} 、 I_{cq} は I_c の d 、 q 軸成分を示す。

【0015】これより、分解された各次調波成分から電圧補償量を演算する部分は、図7のようになる。ここで、5次調波の場合、 I_{5d} 、 I_{5q} が分解された5次成

分であり、 d 、 q 軸の5次調波の電圧補償量を ΔV_{5d} 、 ΔV_{5q} で表わすと、次式(11)により演算される。

【数8】

の変換行列 $[C_2]$ は次式(9)となる。

【数9】

を演算する演算部3054、3055、…、3056および電圧補償量 ΔV_c を演算する加算器3057の詳細を説明する。まず、分解された各次数の周波数成分による電圧補償量の演算を図6の関係を用いて示す。図6

(a)は、電圧形PWMコンバータ1の出力電圧 V_g として、高調波電流を流すのに必要な電圧成分について考える。このとき、交流リアクトル2のイダクタンス値 L による電圧ドロップ分を V_g としてコンバータ1の出力とすれば、所望の I_c を流すことができる。図6(b)は、ベクトル図を示し、 $\theta = n\omega t$ の周波数でのベクトル関係を表わす。交流リアクトルは誘導性インピーダンスを持つので、流れる電流 I_c に対して90度位相の進んだ電圧(ただし、 $\theta = n\omega t$ の回転座標軸) V_g が発生する。したがって、この関係を d 、 q 軸に分けて示すと、次式(10)の関係となる。

【数10】

分であり、 d 、 q 軸の5次調波の電圧補償量を ΔV_{5d} 、 ΔV_{5q} で表わすと、次式(11)により演算される。

【数11】

$$\Delta V_{5d} = -5\omega L I_{5d}$$

$$\Delta V_{5q} = 5\omega L I_{5d} \quad \dots\dots\dots (11)$$

また、7次、…、n次についても同様に演算される。

-1

これらを座標変換〔C₂〕で逆変換し、α、β軸での補償量とし、それらを

-1

各次数で加算した結果ΔV_α、ΔV_βを座標変換〔C₁〕でu、v、w軸に変

換し、3相の電圧補償量ΔV_c (ΔV_{cα}、ΔV_{cβ}、ΔV_{cw})を演算する。

【0016】このように、本実施形態は、高調波電流指令I_hを基本波に対する特定高次調波成分すなわち5次、7次、9次、11次、13次高調波成分のように分解、抽出する。次に、この抽出した各次の高調波成分毎に、交流リアクトル2を介して電圧形PWMコンバータ1から電源側5に高調波電流を流すために必要な電圧補償量を演算する。例えば、5次高調波電流の大きさをI₅、その角周波数を5ω（ここで、ωは基本波の角周波数）とし、この高調波電流をインダクタンスがLの交流リアクトルに流したとき、交流リアクトル両端の電圧の大きさは、5ωL I₅となり、また、7次高調波電流の大きさがI₇の場合、7ωL I₇となり、これらの電圧が各次の高調波成分毎の電圧補償量となる。これらの各次の高調波成分毎の電圧補償量を総和して電圧補償量ΔV_cを演算し、この電圧補償量ΔV_cを高調波電流指令I_hに加算する。この演算結果V_gに基づいてPWM信号発生器307から電圧形PWMコンバータ1に対するゲートパルス信号S_gを発生する。また、本実施形態では、正相の電流成分の座標変換について述べたが、逆相分については、式(9)で表わせる座標変換行列〔C₂〕において、θを-θに置換して同様に演算する。このように、本実施形態は、正相分と逆相分に分離してそれぞれ電圧補償量を演算し、それらの和を電圧補償量とすることにより、各次の高調波成分を指令に従って応答よく高精度に制御できる。また、本実施形態は、高調波電流指令から電圧補償量を演算するので、フィードフォワード補償であり、フィードフォワード的に演算して得た電圧補償量をコンバート電圧指令値に加算するため、各次の高調波成分を指令に従って応答よく高精度に制御することができる。

【0017】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、コンバータから流すべき高調波電流指令に従って、予めコンバータ電圧をフィードフォワード制御により演算し、これを電圧補償量として与えることにより、電流制

御ゲインを非常に大きくする必要がなくなり、アクティブフィルタにより注入する補償電流の電流リプルを大きくしたり、PWMコンバータのスイッチング周波数を高くすることなく、良好な追従特性で精度よく制御することができる。また、高調波電流をその各次調波毎にフィードフォワード補償により制御するため、ヒステリシスコンパレータ方式のように電流制御ゲインを非常に大きくすることなく、電流リプルの小さい搬送波比較形のPWM制御によるアクティブフィルタの電流制御を達成することができる。また、電源と電圧形PWMコンバータ間に流すべき電流により生ずる交流リアクトルによる電圧ドロップ分を予め電圧補償量として求めるため、この電圧補償量を演算した各次調波成分の大きさおよび交流リアクトルのインダクタンス値から容易に演算することができ、操業中のパラメータ変化の影響もない。また、フィードバック制御のみによる電流制御では高次の調波成分まで応答よく制御できなかったのに比し、高次の調波成分まで応答よく制御することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施形態を示すアクティブフィルタの制御装置の構成図

【図2】アクティブフィルタの動作波形原理図

【図3】座標変換のベクトル図

【図4】各次調波分解の演算図

【図5】電圧補償量のベクトル図

【図6】電圧補償量の演算図

【符号の説明】

1 電圧形PWMコンバータ

2 交流リアクトル

3 制御装置

305 電圧補償量演算部

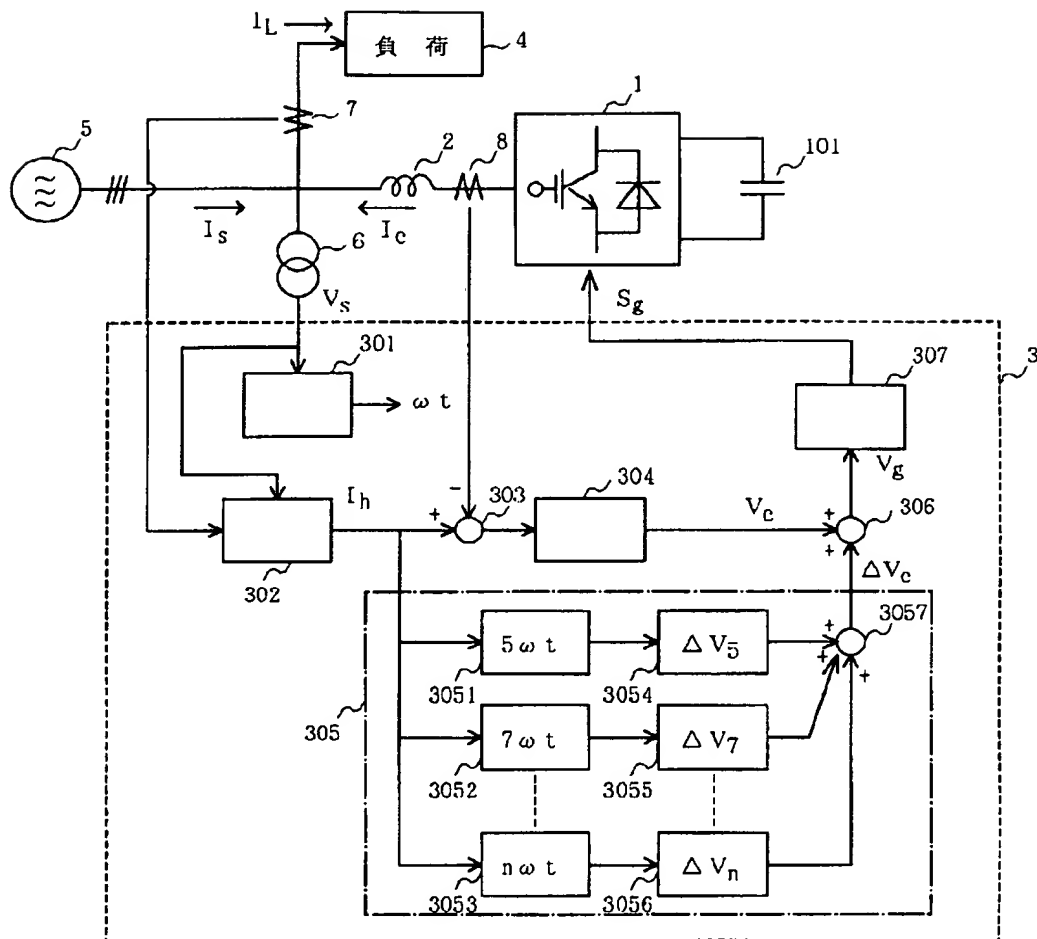
3051、3052、…、3053 特定次数の高調波成分に分解する演算部

3054、3055、…、3056 特定次数の高調波成分の電圧補償量を演算する演算部

3057 加算器

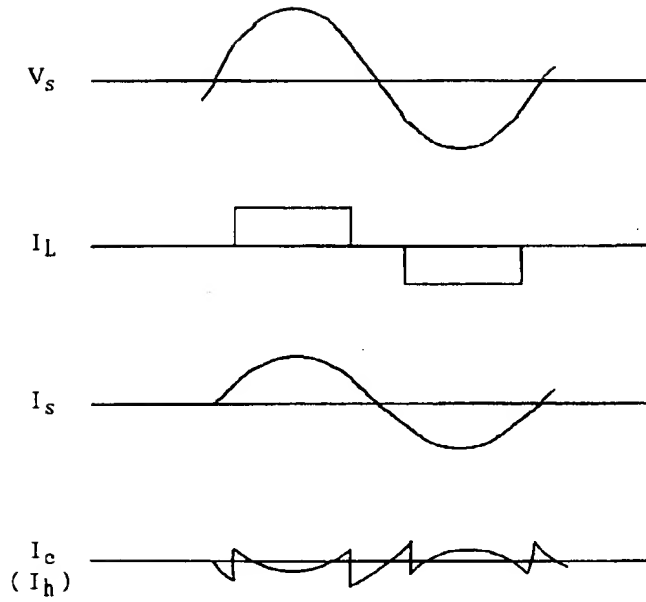
【図 1】

{ 図 1 }



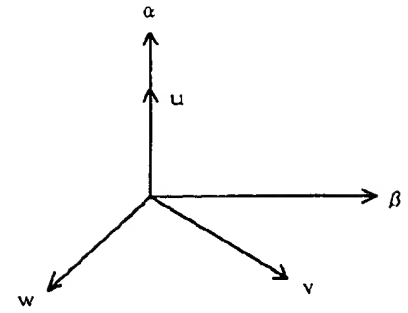
【図2】

【図 2】

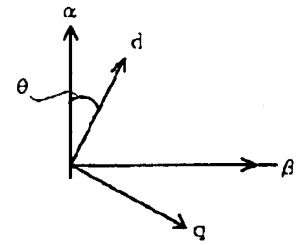


【図4】

【図 4】

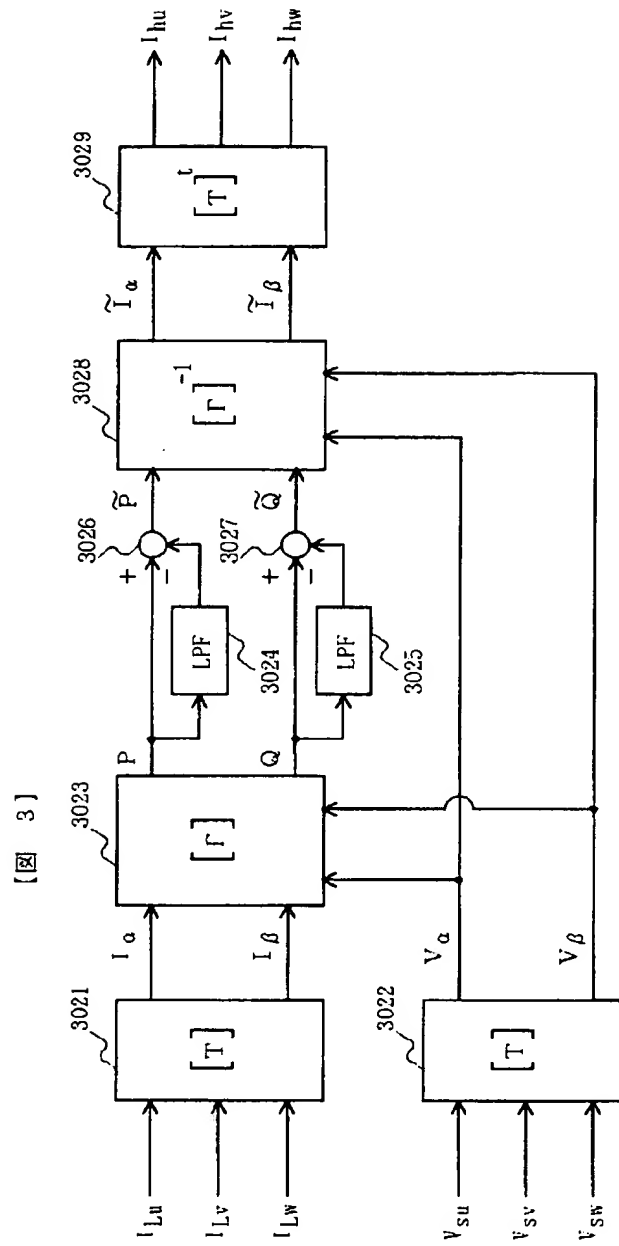


(a) 3相/2相変換



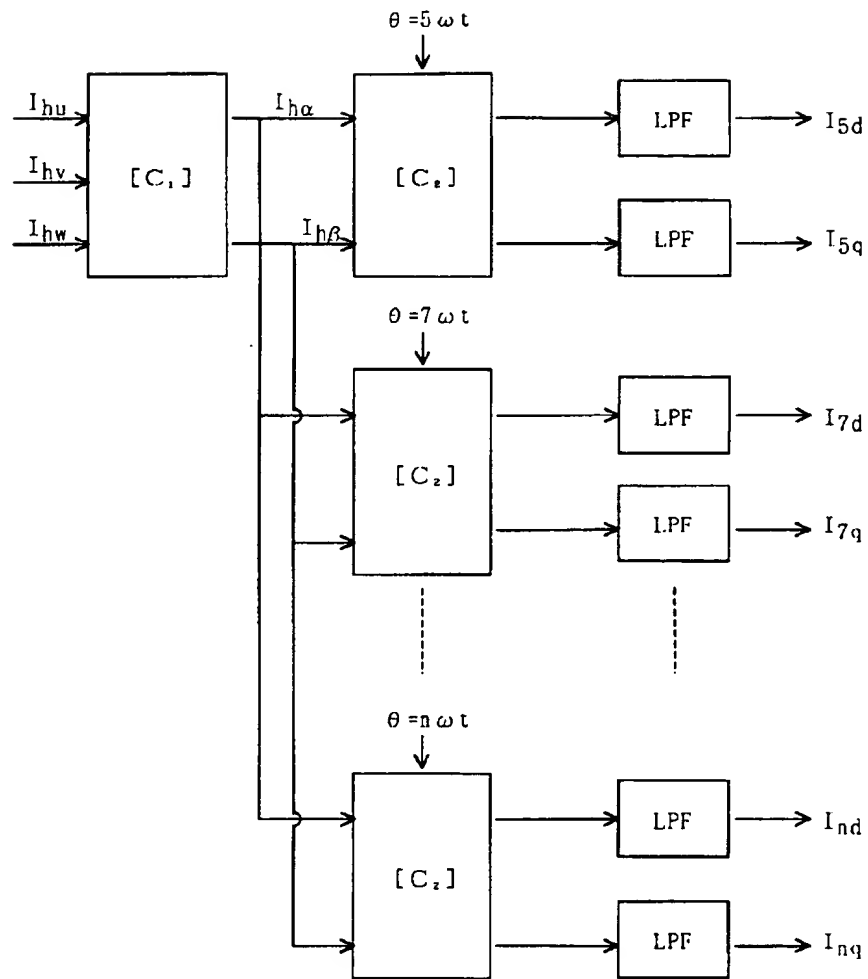
(b) d q 変換

【図3】



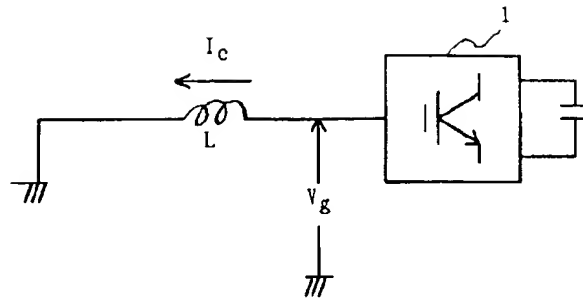
【図5】

【図 5】

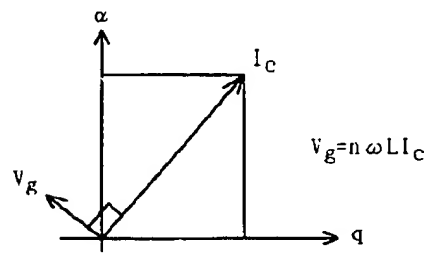


【図 6】

【図 6】

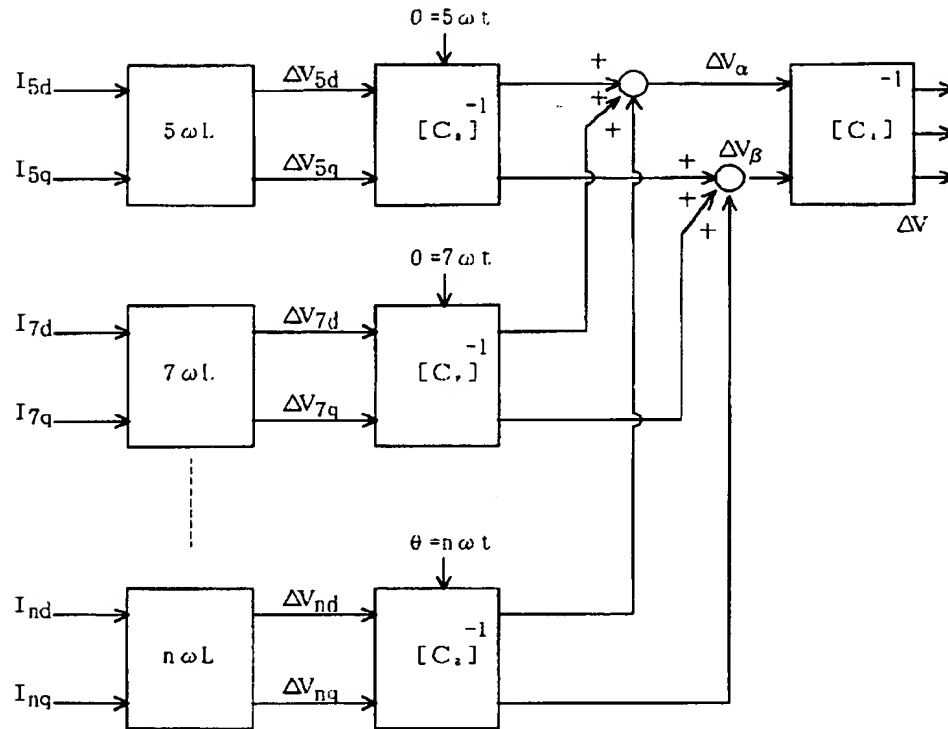


(a) 関係図

(b) ベクトル図 ($\theta = n \omega t$)

【図7】

【図 7】



【手続補正書】

【提出日】平成8年3月18日

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】図面の簡単な説明

【補正方法】変更

【補正内容】

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施形態を示すアクティブフィルタの制御装置の構成図

【図2】アクティブフィルタの動作波形原理図

【図3】各次調波分解の演算図

【図4】座標変換のベクトル図

【図5】周波数成分の分離を説明する図

【図6】電圧補償量の演算の関係を説明する図

【図7】電圧補償量の演算図

【符号の説明】

1 電圧形PWMコンバータ

2 交流リアクトル

3 制御装置

305 電圧補償量演算部

3051、3052、…、3053 特定次数の高調波成分に分解する演算部

3054、3055、…、3056 特定次数の高調波成分の電圧補償量を演算する演算部

3057 加算器